





ADJUSTING DEVICE FOR RESONANT CONVERTER

Patent number: JP2003111408
Publication date: 2003-04-11
Inventor: ELFERICH REINHOLD; DUERBAUM THOMAS; RAETS HUBERT
Applicant: KONINKL PHILIPS ELECTRONICS NV
Classification:
- International: *H02M3/335; H02M3/337; H02M3/24; (IPC1-7): H02M3/28*
- european: H02M3/337C; H02M3/335M
Application number: JP20020259392 20020904
Priority number(s): DE20011043251 20010904; DE20011048932 20011004; DE20011052194 20011023

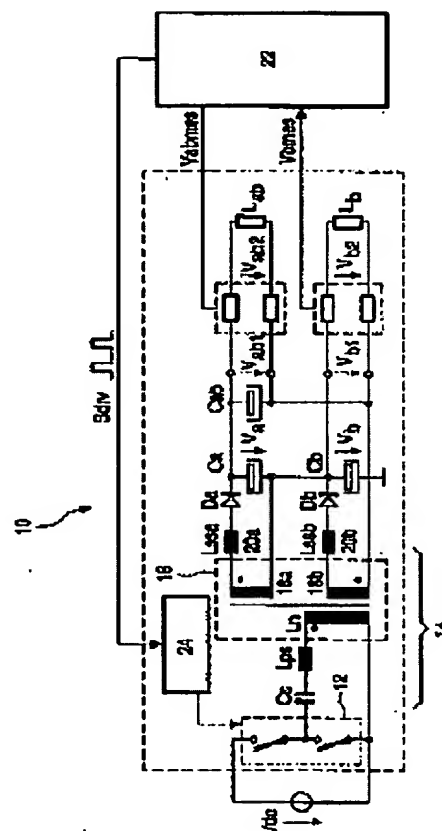
Also published as:

 EP1303032 (A2)
 US6829151 (B2)
 US2003067791 (A1)
 EP1303032 (A3)

Report a data error here

Abstract of JP2003111408

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a resonant converter capable of constituting output for transmitting various magnitudes of electric power, and transmitting previously defined voltage. **SOLUTION:** The resonant converter is provided with an inverter for generating AC voltage, which is supplied to a resonant circuit having a capacitor and a transformer. The resonant circuit is provided with two types of secondary units, each of which is provided with the secondary winding of the transformer and at least one rectifier device. The secondary units of the first and second types are distinguished by the opposite polarities, for example, reverse windings, i.e., windings in the reverse direction. At least two output voltages are transmitted to an output, a first output voltage thereof is supplied as a direct output of the secondary unit of the first type, and a second output voltage thereof is preferably supplied as a stack output of the secondary units of the first and second types by making a series connection constituted of the secondary units.



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

THIS PAGE BLANK (USPTO)

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2003-111408

(P2003-111408A)

(43)公開日 平成15年4月11日(2003.4.11)

(51)Int.Cl.⁷

H 0 2 M 3/28

識別記号

F I

H 0 2 M 3/28

テ-マコード(参考)

Q 5 H 7 3 0

V

審査請求 未請求 請求項の数11 O L (全 12 頁)

(21)出願番号 特願2002-259392(P2002-259392)

(22)出願日 平成14年9月4日(2002.9.4)

(31)優先権主張番号 1 0 1 4 3 2 5 1. 8

(32)優先日 平成13年9月4日(2001.9.4)

(33)優先権主張国 ドイツ (D E)

(31)優先権主張番号 1 0 1 4 8 9 3 2. 3

(32)優先日 平成13年10月4日(2001.10.4)

(33)優先権主張国 ドイツ (D E)

(31)優先権主張番号 1 0 1 5 2 1 9 4. 4

(32)優先日 平成13年10月23日(2001.10.23)

(33)優先権主張国 ドイツ (D E)

(71)出願人 590000248

コーニンクレッカ フィリップス エレク
トロニクス エヌ ヴィ

Koninklijke Philips
Electronics N. V.

オランダ国 5621 ペーアー アインドー
フェン フルーネヴァウツウェッハ 1

Groenewoudseweg 1,

5621 BA Eindhoven, Th
e Netherlands

(74)代理人 100070150

弁理士 伊東 忠彦 (外2名)

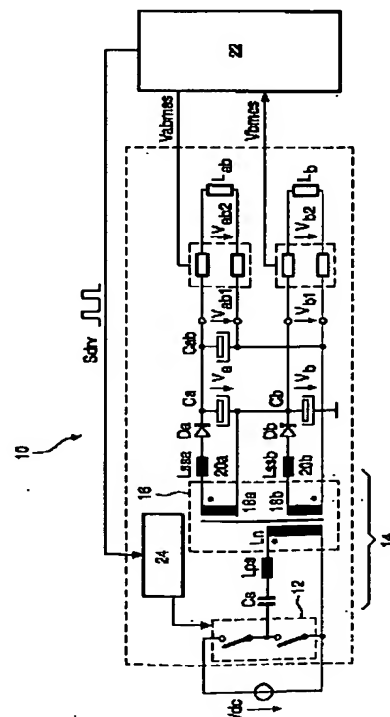
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 共振コンバータ向け調整装置

(57)【要約】

【課題】 異なる大きさの電力を伝達するために出力が構成され、予め定義された電圧を伝達することができる共振コンバータを提供する。

【解決手段】 共振コンバータは、交流電圧を発生するためのインバータを備えており、この交流電圧は、容量素子及び変圧器を有する共振回路に供給される。この回路は、2つのタイプの2次ユニットを設けており、それぞれの2次ユニットは、変圧器の2次巻線及び少なくとも1つの整流素子を備えている。第1及び第2のタイプの2次ユニットは、たとえば、逆方向の巻線すなわち逆に指向される巻線といった、反対の極性により区別される。少なくとも2つの出力電圧は、出力に伝達され、そのうちの第1の出力電圧は、第1のタイプの2次ユニットの直接の出力として供給され、第2の出力電圧は、好ましくは、これら2次ユニットからなる直列接続として、第1のタイプの2次ユニット及び第2のタイプの2次ユニットの「スタック出力」として供給される。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 交流電圧を発生するためのインバータと、
前記交流電圧が供給され、少なくとも1つの容量素子及び少なくとも1つの変圧器を有する共振回路を備え、
前記変圧器の少なくとも1つの2次巻線及び少なくとも1つの整流素子によりそれぞれが形成され、第1のタイプの2次ユニットと第2のタイプの2次ユニットとが反対の極性により区別される、少なくとも2つのタイプの2次ユニットが設けられ、
前記第1のタイプの2次ユニットにより供給される第1の出力電圧、及び前記第1のタイプの2次巻線と前記第2のタイプの2次ユニットにより供給される第2の出力電圧とによる、少なくとも2つの出力電圧が供給される、ことを特徴とする共振コンバータ。

【請求項2】 前記第1の出力電圧と前記第2の出力電圧をそれぞれの設定値に対して調整するための調整装置が設けられ、
前記調整装置は、前記インバータの駆動を予め定義するように構成される、ことを特徴とする請求項1記載の共振コンバータ。

【請求項3】 前記調整装置は、パルス幅変調電圧が前記共振回路に供給するために生成されるように、前記インバータの駆動を予め定義する、ことを特徴とする請求項2の共振コンバータ。

【請求項4】 前記調整装置は、前記パルス幅変調電圧のスイッチング周波数及びデューティサイクルを予め定義するように構成される、ことを特徴とする請求項3記載の共振コンバータ。

【請求項5】 前記調整装置は、前記第1の出力電圧の測定値と前記第2の出力電圧の測定値を処理するように構成される、ことを特徴とする請求項2乃至4のいずれか記載の共振コンバータ。

【請求項6】 前記調整装置は、前記第1のタイプの2次ユニットにより発生された第1の出力電圧の測定値、及び前記第2のタイプの2次ユニットにより発生された出力電圧の測定値を処理するように構成される、ことを特徴とする請求項2乃至4のいずれか記載の共振コンバータ。

【請求項7】 前記調整装置は、それぞれの調整の差が前記第1の出力電圧及び前記第2の出力電圧について形成されるように構成され、
前記第1の出力電圧の前記調整の差は、前記デューティサイクルについて予め定義された値を計算するために使用され、
前記第2の出力電圧の前記調整の差は、前記スイッチング周波数について予め定義された値を計算するために使用される、ことを特徴とする請求項5記載の共振コンバータ。

【請求項8】 前記第1の出力電圧は、第1の第1のタ

イプの2次ユニットにより供給され、前記第2の出力電圧は、少なくとも1つの第2のタイプの2次ユニットと直列に接続される前記第1の第1のタイプの2次ユニットにより供給される、ことを特徴とする請求項1乃至7のいずれか記載の共振コンバータ。

【請求項9】 前記第1の出力電圧は、第1の第1のタイプの2次ユニットにより供給され、前記第2の出力電圧は、少なくとも1つの第3の第2のタイプの2次ユニットと直列に接続される第2の第1のタイプの2次ユニットにより供給される、ことを特徴とする請求項1乃至7のいずれか記載の共振コンバータ。

【請求項10】 交流電圧を発生するためのインバータと、前記交流電圧が供給され、少なくとも1つの容量素子及び少なくとも1つの変圧器を有する共振回路とを備える共振コンバータ向けの調整方法であって、
前記変圧器の少なくとも1つの2次巻線及び少なくとも1つの整流素子によりそれぞれが形成され、第1のタイプの2次ユニットと第2のタイプの2次ユニットとが反対の極性により区別される、少なくとも2つのタイプの2次ユニットを設けるステップと、
前記第1のタイプの2次ユニット及び前記第2のタイプの2次ユニットにより供給される第1の出力電圧、及び第1のタイプの2次ユニット及び第2のタイプの2次ユニットにより供給される第2の出力電圧による、少なくとも2つの出力電圧が供給されるステップとを含み、
前記インバータの駆動は、前記第1の出力電圧及び前記第2の出力電圧をそれぞれの設定値に調整するために予め定義される、ことを特徴とする方法。

【請求項11】 電力グリッドに接続して、中間回路の直流電圧を発生するための電源入力回路と、
前記中間回路の直流電圧により供給される請求項1乃至9のいずれか記載の共振コンバータと、を備えることを特徴とするスイッチドモード電源ユニット。

【発明の詳細な説明】**【0001】**

【発明の属する技術分野】本発明は、共振コンバータ、該共振コンバータ向けの調整方法及びスイッチモード電源ユニットに関する。

【0002】

【従来の技術】直流電圧コンバータとして動作するスイッチドコンバータは、入力側の直流電圧がはじめにチョップされ、すなわちスイッチされた交流電圧に変換され、このスイッチされた交流電圧が少なくとも1つの容量素子を有する共振回路に供給される点で、入力側の直流電圧を1つ以上の出力側の直流電圧に変換する。変圧器の2次側は、1つ以上の巻線を備えており、この巻線の電圧は、出力直流電圧を発生するために生成される。

【0003】公知のスイッチドモード電源ユニットは、電力グリッド及びスイッチドコンバータへのコネクションのための電源入力回路を備えている。この電源入力回

路は、中間回路の直流電圧を利用可能にし、この直流電圧がスイッチドコンバータに供給される。中間回路の直流電圧は、コンバータにより1つ以上の出力直流電圧に変換される。

【0004】スイッチドコンバータ向けの多くの回路が知られている。これらの回路は、共振コンバータであるのみでなく、共振回路が使用されない回路でもある。スイッチドコンバータは、セットトップボックス、衛星受信機、テレビジョンセット、コンピュータモニタ、ビデオレコーダ、コンパクトオーディオセット等のような家電製品において利用するために使用される場合がある、小型かつ軽量電源/スイッチモード電源を製造することにおいて助けとなる。これらの用途向けに、1つの直流入力電圧から複数の出力電圧を発生するコンバータが必要ことがある。

【0005】通常、出力電圧のうちの1つは、ある設定値に調整される。最新式のコンバータは、複数の出力電圧を生成するものであり、それぞれの出力信号は、変圧器の2次巻線に割当てられており、複数の出力電圧は、互いに個々に調整することができない。かかる回路では、出力電圧の1つのみについて調整装置が設けられる。次いで、他の電圧は、巻き数の比を介して1つの調整された電圧に結合されるものであり、後者と「共に調整される“co-regulated”」ことが仮定される。しかし、個々の出力に関する非常に異なる負荷により、これは非常に不利益である。

【0006】コンバータに関する公知のトポロジーは、いわゆる負荷共振コンバータを備えている。このコンバータ向けの公知の回路では、直流電圧が供給されるハーフブリッジがインバータとして使用される。このハーフブリッジは、共振キャパシタと変圧器の1次側との直列接続に電力を供給する。共振キャパシタは、変圧器の浮遊インダクタンスと共に、更には、2次側のインダクタンス又はキャパシタが共振回路を形成する。2次側に関して、負荷共振コンバータは、1つ以上の2次側巻線を有している。このようにして、多数の出力直流電圧が供給され、一般には、整流後に少なくとも1つの容量性フィルタによりフィルタリングされる。

【0007】かかる共振コンバータの出力電圧を調整するために、インバータの駆動を変化させることが知られている。次いで、インバータのスイッチが制御され、多くの場合ではパルス幅が変調された電圧である交流電圧が予め定義されたパラメータ（たとえば、周波数）により発生される。この電圧の周波数の変化により、出力電圧の振幅を調整することができる。次いで、この出力電圧は増加され、周波数は、共振回路の共振周波数に近くなる。

【0008】LLCコンバータについて、階層領域における動作は、慣習的である。すなわち、その周波数が共振周波数よりも高い電圧が共振回路に供給される。この

動作の間、電圧の周波数が低減される点で、出力電圧を増加することができる。公知の負荷共振コンバータでは、1つのみの出力電圧を直接調整することができる。更なる出力電圧は、巻き数の比を介して直接調整された出力電圧に接続され、したがって「共に調整される」。

【0009】家電製品において支配的なタイプのコンバータは、フライバックコンバータである。これは、非共振コンバータである。1次側に関して、インバータは、1つのみのスイッチング素子を有することが通常必要とされる。その出力のそれぞれに関して、コンバータは、1方向の整流を提供する。出力の一方を直接調整することができる。

【0010】第2の出力電圧がフライバックコンバータで必要とされる場合、その出力電圧を直接調整することができ、ステップダウンコンバータ又はダウンコンバータと呼ばれる更なるコンバータをフライバックコンバータの出力の一方に接続することが知られている。ステップダウンコンバータには、第1のフライバックコンバータの出力電圧が供給され、個別の調整による第2の出力電圧を供給する。しかし、2つのコンバータを備えるかかる回路は、非常に費用がかかる。

【0011】2つの調整された出力電圧を利用可能にするフライバックコンバータのトポロジーの更なる拡張は、ダブルフォワードフライバックコンバータと呼ばれる。対応するトポロジーは、たとえば、IEEE-PESC 1988, p.142: J. Sebastian等による“A Complete Study of the Double Forward-Flyback Converter”に記載されている。ここで基本として使用されるフライバックトポロジーに関して、共振回路ではないが、簡単なスイッチを介して発生される1次側交流電圧であり、変圧器の1次側に直接供給される。

【0012】2次側に関して、変圧器の2次側巻線及び1方向性の整流素子（ダイオード）によりそれぞれが形成される2つの2次側ユニットが存在する。これらにより供給される2次電圧は、一方の2次ユニットにより容量素子によりフィルタリングされ、他方の2次ユニットにより誘導素子によりフィルタリングされる。

【0013】

【発明が解決しようとする課題】このようにして、パルス幅変調電圧のデューティサイクルを介して（誘導素子によりフィルタリングされた）出力電圧、及びパルス幅変調電圧の周波数を介して（容量素子によりフィルタリングされた）出力電圧を調整することが可能である。しかし、この「ハードスイッチング」によるトポロジーは、かなりのスイッチングロスを生じる。

【0014】現代の家電製品では、低電力消費による出力と高電力消費による出力とが存在するために、複数の供給電圧が益々必要とされてきている。本発明の目的は、異なる大きさの電力を伝達するために出力が構成され、予め定義された電圧を伝達することができる共振コ

ンバータ、該コンバータ向けの調整方法、及びスイッチドモード電源ユニットを提供することにある。

【0015】

【課題を解決するための手段】上記目的は、請求項1記載の共振コンバータ、請求項10記載の該共振コンバータによる調整方法、請求項11記載のスイッチドモード電源ユニットにより達成される。従属する請求項は、本発明の好適な実施の形態に関連している。

【0016】本発明によれば、共振トポロジーが提案される。すなわち、共振回路には、インバータにより電力が供給される。このインバータは、直列のキャパシタと変圧器の1次側を備えている。さらに、2次側の素子は、共振回路の一部を形成している場合がある。かかる共振トポロジーでは、2次電圧は、1次側の交流電圧の周波数を介して調整することができる。階層的な動作を介して、損失のないスイッチング（ゼロ電圧スイッチング）が可能であるように、発生源で誘導負荷として共振回路が作用するかかる共振コンバータにより達成される場合がある。

【0017】本発明によれば、2つのタイプの2次ユニットが設けられ、それぞれが少なくとも1つの変圧器の2次巻線と少なくとも1つの整流素子を有している。第1の2次ユニット（第1のタイプの2次ユニットそれぞれ）、及び第2の2次ユニット（第2のタイプの2次ユニットそれぞれ）は、反対方向に配列されている。この配列は、整流素子を有する回路に関する巻線の配置を意味するものと理解することができる。

【0018】たとえば、反対のタイプの2つの2次ユニットは、共有される変圧器のコアに関する巻線の配列がさもなければ同じワイヤリング（wiring）と反対であるという点で区別することができる。また、2つの2次巻線の同じ巻線の配列の場合には、それぞれ逆転されたワイヤリングにより、第1及び第2のタイプの2次巻線を区別することが可能である。ワイヤリングは、たとえば、一方のブランチのみに組込まれているダイオードである、好ましくは1方向性の整流素子である整流素子のコネクションを意味するものと理解される。

【0019】2つの反対に配列されるタイプの2次ユニットの間の区別の結果として、2つの2次ユニットは、励磁された後に異なって振舞う。交流電圧による動作の間に、第1及び第2のタイプの2次ユニットは、電力が連続して供給される。2次ユニットのタイプに関して実施の形態で使用される定義では、電流は、本質的に、変圧器の1次側に関する負の電圧レベル差の間に、第1のタイプの2次ユニットを通して流れる。

【0020】変圧器の1次側に関する正の電圧レベル差の間に、電流は、第2のタイプの2次ユニットを通して相応して流れる。以下に詳細に説明されるように、それぞれの特定の励磁の間にこの区別を利用することが可能であり、多かれ少なかれ電力は、第1のタイプ又は第2

のタイプの2次ユニットにより供給される。

【0021】整流素子により整流は、2次ユニットに2次電圧を生成する。この2次電圧は、一般にフィルタリング（好ましくは、容量素子によるフィルタリング）の後に、出力電圧として直接使用される場合がある。2次ユニットそれ自身が出力を供給する、かかる出力は、実施の形態では「直接出力」と呼ばれる。実施の形態は「スタック出力」と呼ばれる別の形式の出力は、直列接続される少なくとも1つの第1のタイプの2次ユニット及び少なくとも1つの第2のタイプの2次ユニットにより出力電圧が供給される。

【0022】本発明によれば、前者の出力電圧は、第1のタイプの2次ユニットによる直接出力として実現され、後者の出力電圧は、第1のタイプの2次ユニット及び第2のタイプの2次ユニットによるスタック出力として実現される。第1の出力（直接出力）は、低電力レベルを生成するために配置され、第2の出力（スタック出力）は、高電力レベルを生成するために配置される。

【0023】先の2つの出力が利用可能である場合に、スタック出力に関する定格電力の直接出力に関する定格電力に対する比は、1.5 : 1と10 : 1の間にあることが好ましい。基準となる動作において、2つの半波が非常に異なって転送されない場合に、設計が行われることが好ましい。2つの出力及び完全に対称的な設計により、スタック出力に有利な出力定格電力の理論的な3 : 1の比が理想的である。

【0024】次いで、対称的な設計のために、50%のデューティサイクルが存在するように、2つの半波が一樣に転送される。コンバータに対してなされる必要条件に依存して、このコンバータが2つの出力電力のいずれか一方を、それぞれの他の出力に関してフルパワーでゼロに下降させるための許可を可能にする必要がある。たとえば、2つの直接出力及び1つのスタック出力のように、コンバータが複数の出力を有する場合、これら3つの出力は、それらの定格電力に関して、半波の実質的に一樣な負荷が作動されるように設計される場合がある。

【0025】共振コンバータの2次側回路について、様々な出力構成が可能である。一方に関して、第1のタイプの2次ユニットは、第1の出力電圧について直接出力の形式で提供され、第2の出力電圧についてのスタック出力の形式で第2のタイプの2次ユニットに相互接続される。2つの2次ユニットのそれぞれが唯一の1方向整流素子（ダイオード）のみを有しているため、この場合における全体の回路は、費用対効率の高い構造を可能にするように、2つのかかるラインの半導体素子のみを動作させるだけでよい。

【0026】代替的に、第1の出力電圧について直接出力は、（第1のタイプの）2次ユニットにより形成することが可能であり、第2の出力電圧についてスタック出力にとって、（1つの第1のタイプの2次ユニット及び

1つの第2のタイプの2次ユニット) 2つの更なる2次ユニットにより形成することが可能である。この場合、3つの出力整流子が必要である。次いで、直接出力は、スタック出力から完全に電氣的に分離される場合がある。

【0027】本発明の更なる実施の形態によれば、調整装置は、第1及び第2の出力電圧をそれぞれの設定値に対して調整するために設けられる。たとえば、所望の出力電圧は、可変負荷等のような憂慮すべき大きさにより伝達することができる。かかる調整装置は、共振コンバータからそれぞれの測定量を取る。

【0028】本発明の調整方法によれば、調整装置はインバータを駆動する。このインバータは、スイッチド交流電圧を生成し、この電圧は、好ましくは通常一定の振幅を有するパルス幅変調電圧である。2つの出力電圧を調整するために、パルス幅変調電圧の波形を定義する2つの補正変数が使用されることが好ましく、この補正変数は、たとえば、スイッチング周波数とデューティサイクルである。

【0029】変調器が使用されることが好ましく、この変調器は、インバータのスイッチを駆動するためのパルス信号が予め定義されるという点で、調整装置の予め定義された値に基づいてインバータを駆動する。特に、小電力により、費用の理由からハーフブリッジがインバータとして好ましく、このインバータにより、ハーフブリッジの電圧パルスは、2つのスイッチが相互にスイッチする点で、入力直流電圧から発生される。また、フルブリッジの使用も考えられる。

【0030】調整装置の考えは、実施の形態では機能ユニットを言及する。この機能ユニットは、集積又はディスクリートなアナログ回路又はデジタル回路として実現される場合がある。しかし、この調整は、マイクロプロセッサ又はシグナルプロセッサで実行されるデジタル制御アルゴリズムとして完全に実現される場合があり、調整ユニットは、共振コンバータの個別の物理ユニットを必ずしも形成しない。

【0031】本発明による共振コンバータは、2つの個別に調整された出力電圧を生成することができる。しかし、多くの場合では、家電製品は、たとえば10種類といった非常に多くの出力電圧を有することを必要とする。2つ以上の出力電圧が用途について必要な場合、これらは2つのグループに分割され、それぞれのグループの電圧は、それぞれ他のグループの電圧から分離して調整される。

【0032】これらグループの形成は、第1のタイプの2次ユニットが直接出力の形式で第1のグループの出力電圧を提供するように作用する。また、第2のグループの出力電圧は、第1及び第2のタイプの両方の2次ユニットにより供給されるかかる電圧(スタック電圧)を含んでいる。代替的に、第2のタイプの2次ユニットは、

直接出力として第2のグループの更なる出力電圧を供給することができる。

【0033】本発明の更なる実施の形態によれば、調整装置は、第1及び第2の出力電圧の測定値を処理するものとされる。第1の出力電圧は直接出力に伝達され、第2の出力電圧はスタック出力に伝達されるこれら2つの出力電圧は、連続的に測定され、測定結果は調整装置に与えられ、この調整装置において測定結果はそれぞれの設定値と比較される。

【0034】互いに無関係な出力電圧の調整は、励磁に依存して異なる第1及び第2のタイプの2次ユニットの挙動を利用することにより可能である。パルス幅変調電圧により励磁されたとき、周波数を適切に予め定義することにより(共振の増加の利用)、出力電圧の全体の高さを調整することができる。デューティサイクルを予め定義することにより、反対のタイプの2次ユニットの2次電圧は、相互に増加又は減少させることができる。

【0035】第1及び第2の出力電圧が直接測定され、それぞれの調整の差が形成されるとき、インバータにより生成されたスイッチされた交流電圧の周波数についてのプリセット値がスタック出力の出力電圧に関する調整の差から計算される点で、調整が作用される。スイッチされた交流電圧のデューティサイクルについてのプリセット値は、直接出力の出力電圧に関する調整の差から計算される。それぞれの調整の差からの周波数とデューティサイクルについての予め定義された値の計算は、I, PI又はPIDレギュレータといった公知の1次元レギュレータにより行われることが好ましい。

【0036】代替的な実施の形態では、スタック出力で生成された第2の出力電圧は、直接測定及び調整されないが、スタック出力を供給する2次ユニットのそれぞれの出力電圧は、個々に測定及び調整される。この場合、直列接続において、2次ユニットの個々の出力電圧の総和に対応するスタック出力の出力電圧は、間接的に調整される。

【0037】この構成は、更なる出力が必要とされるときに、特に有効である。次いで、第1のタイプの2次ユニットにより供給される出力は、第1のグループを形成し、第2のタイプの2次ユニットにより供給される出力は、第2のグループを形成する。次いで、2つのグループの出力は、グループ内で一貫して調整されるが、他のグループとは独立に調整される。

【0038】

【発明の実施の形態】本発明の上述した態様及び他の態様は、以下に記載される実施の形態から明らかであり、実施の形態を参照することにより解説される。図1は、共振コンバータ10の第1の実施の形態に関する回路図を示している。共振コンバータ10は、非対称なスイッチングハーフブリッジとして配置されるインバータ12を含んでいる。このインバータ12は、直列接続のキャ

パシタCsと変圧器16の1次側とを備えている。

【0039】図1は、本実施の形態では、1次側の直列インダクタンス L_{ps} を表している。このインダクタンスは、変圧器の1次側の浮遊インダクタンスと可能な外部の直列インダクタンスとを結合する。変圧器の主要なインダクタンスは、 L_h として言及される。インダクタンス L_{ps} と L_s は、キャパシタCsとともに直列共振回路を形成している。

【0040】簡略化されたやり方では、共振キャパシタCsと変圧器16の1次側とを有する回路は、本実施の形態では共振回路14として言及される。実際には、共振回路14は、付加的に、2次回路のリアクティブ素子変圧器16を介して1次側に関して作動され、共振回路14の特定の共振の挙動に決定的に影響を与えることが無視されるべきではない。

【0041】共振コンバータ10は、2つの2次ユニット20a、20bを含んでいる。この2次ユニットのそれぞれは、2次巻線18a、18b、及びダイオードDa、Dbを有している。さらに、直列のインダクタンス L_{ssa} 、 L_{ssb} はアクティブである。2次電圧Va、Vbは、2次ユニット20a、20bの出力に存在し、フィルタキャパシタンスCa、Cbにより平滑化されている。

【0042】共振コンバータ10は、2つの出力電圧Vab1及びVb1を2つの出力に関して生成する。負荷La、Lbは、遷移インピーダンスにより特徴付けられる端子（たとえば、プラグ、ライン等）を介して、コンバータ10の出力に接続されている。

【0043】コンバータ10の2つの出力は、2つの2次ユニット20a、20bのそれぞれに異なるやり方で接続されている。出力電圧Vb1は、直接出力で降下する。本実施の形態では、2次ユニット20bの2次電圧Vbは、コンバータ10の直接的な出力電圧である。

【0044】出力電圧Vab1が降下するコンバータ10の出力は、他方で、2次ユニット20a、20bのスタック出力として配置される。次いで、2次ユニット20a、20bは、直列接続されており、これにより、出力電圧Vab1は、2次電圧Va及びVbの総和に対応する。出力電圧Vab1は、追加のフィルタキャパシタCabにより選択的にフィルタリングされる。

【0045】コンバータ10のスタック出力の出力電圧Vab1は、高電力向けに設けられており、直接出力の出力電圧Vb1は、低電力向けに設けられている。図示されている例では、スタック出力での定格電力の直接出力での定格電力に関する比は3:1である。2次巻線が対称的に配置されるために、同じ巻き数であることを意味している。

【0046】図1では、2次ユニット20a、20bは、変圧器16の共通のコアに関して、2次巻線18a、18bが異なる巻線の配置を有している点で区別される。これは、ドットによる一般的なやり方で特徴付け

られる。さらに、2次ユニット20a、20bは同一である。すなわち、それぞれの2次巻線20a、20bは、それぞれの整流ダイオードDa、Dbと同じ配置を有している。

【0047】下側の2次ユニット20bは、以下では第1のタイプの2次ユニットと呼ばれる。図1における上側の2次ユニット20aは、第2のタイプの2次ユニットと呼ばれる。観察されるように、同じワイヤリングによる第1のタイプの2次ユニットと第2のタイプの2次ユニットの間の差は、巻線の反対の配置である。同じ影響は、ワイヤリング、すなわちダイオードDa又はDbが巻線の他の終端に接続されていること、又は巻線の配置が同じであるとき、その極性が変わる（図示せず）と言う点でも得られる。

【0048】これらのことから得られる作用は、第1のタイプの2次ユニット20bにより、本質的に、変圧器16の1次側での負の電圧の偏差の間に、ダイオードDbを通して電流が流れ、正の電圧の偏差の間に、第2のタイプの2次ユニット20aにおいて電流が流れる。これは、それぞれの2次ユニット20a、20bにおいて、それぞれの2次巻線18a、18bの電圧が1方向的に整流されるという点で作動される。

【0049】第1のタイプの2次ユニット20bにおいて、2次巻線18bに生じている電圧がフィルタキャパシタCbの電圧よりも更に正であるとき、負の電圧の偏差の場合にのみ、ダイオードDbを電流が流れる。正の電圧の偏差の間にダイオードDbは阻止する。第2のタイプの2次ユニットについて、逆も然りである。

【0050】インバータ12は、たとえば、FETにより実現されるその2つの制御スイッチが交互にスイッチすることにより発生される交流電圧を生成する。次いで、インバータ12は、パルス幅変調によりスイッチされた交流電圧を共振回路14に印加するようなやり方で駆動される。

【0051】インバータ12のスイッチは、ハーフブリッジドライバ24により制御される。このハーフブリッジドライバ24は、出力電圧Vab1、Vb1を調整するための調整装置22により駆動される。出力電圧Vab1、Vb1が測定される。出力電圧は、それぞれの出力端子で測定することができる。代替的に、電圧Vab1、Vb2は、負荷で検出することができる。高電流向けに更に詳細には、この検出はかなり正確である。

【0052】電圧Vab1、Vb1の測定の結果は、測定信号Vabmes、Vbmesとして調整装置22に印加される。調整装置22は、測定電圧信号を設定値（図示せず）と比較して、出力電圧Va、Vbが所望の設定値に調整されるように、インバータ12を駆動する。

【0053】次いで、インバータ12は、パルス幅変調電圧を発生するように調整装置22により駆動される。かかるパルス幅変調電圧の波形は、図4の上部に示され

ている。レングス t_0 の時間間隔内では、振幅 $+V_{dc}$ を有する正の電圧パルスが生じるように、ハーフブリッジの第1の上部スイッチが閉じる。このパルスは、期間 ts_H を有している。続いて、期間 ts_L の間にゼロ電圧が存在するように、上部スイッチが開いて、下部スイッチが閉じる。

【0054】図1におけるそれぞれの直流電圧源 V_{dc} により定義される一定の振幅 V_{dc} により、パルス幅変調電圧の波形は、 $f=1/t_0$ であるスイッチング周波数 f 及び $\delta=ts_H/t_0$ であるデューティサイクルのパラメータにより決定される。代替的に、波形は、時間 ts_H 及び ts_L を予め定義することにより、完全に決定される。図4の例では、デューティサイクルは50%である。

【0055】図4に示されるパルス幅変調電圧の波形は、明らかに理想化されている。実際に、チェンジオーバの間に、短絡を避けるデッドタイムが存在する。デッドタイムは、スイッチのいずれもが閉じていない。さらに、パルスのエッジは、実際には瞬間的に立上らないが、電圧パルスが近似的に台形の形状を採用する有限の立上り時間を有する波形が存在する。

【0056】図1に示される共振コンバータ10により、2つの出力電圧 V_{ab1} 、 V_{b1} を個別に調整することが可能である。2つの電圧 V_{ab1} 、 V_{b1} は、反対のタイプの2次ユニット20a、20bの2次電圧 V_a 、 V_b に依存する。結果として、以下に説明されるように、かかる駆動は、出力電圧 V_{ab1} 、 V_{b1} を互いに独立して設定に対して調整することができるように、パルス幅変調電圧のパラメータ(f 、 δ 又は ts_H 、 ts_L のそれぞれ)を適切に予め定義することにより、予め定義することができる。

【0057】先に既に観察されたように、コンバータ10は、直列のキャパシタ C_s との共振トポロジーを有している。このキャパシタは、使用される構成要素に基づいて、負荷がない状態における値が任意の定格で既知である、負荷に依存する共振周波数を有している。回路の動作は、それぞれの共振周波数を明らかに超えるスイッチング周波数 f で行われる。この動作レンジでは、既に所定の共振電圧の増加が存在する。

【0058】共振周波数に近くなる低周波数で共振回路14を励磁することにより、2次電圧 V_a 、 V_b が生じるように、共振の増加が強化される。2つの反対のタイプの2次ユニット20a、20bに基づいて、この点に関して、追加的にデューティサイクル δ を予め定義することにより、2次電圧 V_a 、 V_b のいずれか一方を他方と相対的に増加又は減少させることが可能である。このことは、図4～図6を参照して更に説明される。

【0059】図4、図5及び図6は、2次電圧 V_a 及び V_b の調整が周波数 f すなわち周期 $t_0=1/f$ の適用、及びデューティサイクル δ の適用によりどのように行われるかを示している。時間 t_0 の2つの周期の間に、インバ

ータ12の出力電圧(共振回路14の励磁電圧)の波形、キャパシタ C_s による電流 I_c の波形、変圧器16の主要なインダクタンス L_h による磁化電流 I_h の波形、2次巻線18aにより伝達される電流 I_a の波形、2次巻線18bにより伝達される電流 I_b の波形がそれぞれ示されている。

【0060】図4、図5及び図6に示される波形では、2つの出力が互いに独立に調整されることに従う原理を説明するために使用されるのみである。図示される波形は、全ての巻線の比が1に等しく、2つの2次ユニット20a、20bの大きさが等しい、すなわち $V_a=V_b$ であるという仮定の下で、それぞれの大きさを図示している。さらに、同一の出力側の直列のインダクタンスが仮定されている。

【0061】図3は、周波数 $f_0=1/t_0$ が $1.47 \times f_r$ に設定されている動作状態を示している。ここで、 f_r は、負荷が掛かっていないコンバータ10の共振周波数であり、近似的に以下のように示される。

【数1】

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{C[L_{ps} + L_h]}}$$

ここで、 C は、キャパシタ C_s のキャパシタンスであり、 L_{ps} は、1次側の直列インダクタンスの値であり、 L_h は、変圧器16の主要なインダクタンスの値である。上記式は、出力側の負荷が掛かっていないコンバータの場合についてのみ保持される。

【0062】出力側の負荷の場合、出力側の浮遊インダクタンスに依存するシフト、及び一般に負荷に依存するシフトが存在する。負荷が掛かったコンバータ10について正確な共振周波数を決定することは、比較的費用がかかる。したがって、先に説明し共振周波数 f_r のみが周波数の基準の大きさとして使用される。

【0063】図4に示される動作におけるデューティサイクルは、50%に選択される。この動作状態において、(実質的に)理想的な半波による I_a と I_b の電流パターンは、時間領域 ts_H 又は ts_L の間にそれぞれ生成される。図5に示される動作状態により、周波数 $f_0=1/t_0$ が $1.53 \times f_r$ に増加される。デューティサイクルは、40%に減少される。

【0064】図4に示される動作状態に対するように、電流 I_b のパターンは、実質的に同じままにされる。電流波形 I_a は、低減された振幅での半波を有し、これにより、2次巻線18aを通して第2の2次ユニット20aの出力に伝送される電力が低減される。

【0065】図6は、 $1.55 \times f_r$ に等しい周波数 $f_0=1/t_0$ 及び65%のデューティサイクルによる動作を示している。この動作状態において、電流 I_b は、ゼロに実質的に低減され、 I_a の半波の振幅は、図5に対するように増加される。これにより、この動作状態において、2次巻線18bは、第1の2次ユニット20bの出力に電

力を伝送しないが、2次巻線18aは、図7bに関して増加された電力を2次巻線18aから第2の2次ユニット20aの出力に伝送することができる。

【0066】例により示される、図4～図6に示されるような動作状態は、様々なコンバータの出力に異なる負荷を大きく可変に適用することが、図1に示されるコンバータ回路により可能であることを明確にする。かかるコンバータにより、出力電圧の僅かな許容度は、現代のマイクロプロセッサにより必要とされるとき、小さな出力電圧及び大きな出力電流により特に達成される。

【0067】図2は、共振コンバータ30の第2の実施の形態の一部を示している。ここでは、変圧器16及びその2次側巻線のみが図示されている。他の要素は、図1に示される回路10と同一であり、したがって個別には図示されない。

【0068】第1の実施の形態によるコンバータとは対照的に、コンバータ30は、3つの2次ユニット20a、20b、20cを含んでいる。2次ユニット20b及び20cは、第1のタイプの2次ユニットであり、2次ユニット20aは、第2のタイプの2次ユニットである。これは、更に同じワイヤリングと共にそれぞれの巻線の配置（破線で特徴付けられる）の助けで図2から検出することができる。

【0069】第1の実施の形態、さらに第2の実施の形態に関して、第1の出力電圧Vb1は、直接出力に伝達され、本実施の形態では第1のタイプの2次ユニット20cにより供給される。第1の出力電圧Vb1は、フィルタキャパシタCcによりフィルタリングされる。第2の出力電圧Vab1は、フィルタキャパシタCa、Cbのそれぞれとの2次ユニット20a、20bが直列に接続されるスタック出力に伝達される。これにより、出力電圧Vab1は、2次電圧Va、Vbの総和に対応する。

【0070】第2の実施の形態のコンバータ30は、直接出力がスタック出力に供給する2次ユニット20a、20bの一部を形成しない個別の2次ユニット20cにより供給されるという点で、それ自身を第1の実施の形態と区別する。直接出力は、この場合、スタック出力から電気的に分離されている場合さえある。しかし、3つのダイオードDa、Db、Dcは、第2の実施の形態の2つの出力Vab1、Vb1のために必要であり、したがって、2つのダイオードのみが第1の実施の形態における2つの出力のために必要である。

【0071】図1及び図2に示される第1及び第2の実施の形態は、互いに個別に調整することができる2つの出力電圧のみを有するコンバータをそれぞれ示している。実際には、コンバータは、たとえば、10又は10以上の複数の出力電圧を発生することができる必要がある場合がある。これは、2次巻線及び整流素子からそれぞれ構成される更なる2次ユニットが追加されるという点で、図1及び図2のコンバータ10、30の

それぞれにより可能である。この結果、更なる2次巻線が変圧器16のコアに配置され、2次ユニットとして配列される。

【0072】出力電圧は、2つのグループに分割され、第1のグループの出力電圧は、第1のタイプの2次要素の直接出力で生成され、第2のグループの出力電圧は、第1及び第2の2次要素のスタック出力で生成される。次いで、出力電圧の2つのグループは、それぞれの他のグループから分離して調整することができる。

【0073】グループ内で、出力電圧は、それぞれの2次巻線の巻き数の比を介して連結される。したがって、第1のグループの1つの電圧及び第2のグループの1つの電圧のみが調整について考慮される。次いで、他の電圧が「ともに調整される」。図1及び図2に示されるような2次ユニットの様々なタイプのワイヤリングもまた結合される場合がある。

【0074】3つの出力電圧を有するコンバータについての例は、電圧Vaをタップすることができる破線による出力端子32により図2において示されている。このように構成されるコンバータは、3つの出力電圧Va、Vb、Vab1を利用可能にすることができる。出力電圧Vb1は、第1のタイプの2次ユニット20cの直接出力からタップされ、出力電圧Vaは、第2のタイプの2次ユニット20aの直接出力からタップされ、出力電圧Vab1は、反対のタイプからなる2次ユニット20a、20bのスタック出力からタップされる。

【0075】図3は、更なる代替的な実施の形態のコンバータを示している。この回路は、図2の回路に非常に対応しており、そのため、より詳細には説明されない。図3に示されるコンバータの2次側に関して、2次ユニット20eが第1のタイプの2次ユニットであり、2次ユニット20d、20fが第2のタイプの2次ユニットである、2次側の2次ユニットを備えている。

【0076】第2のタイプの2次ユニット20dは、直接出力の形式で電圧Vdを生成する。2次ユニット20e、20fは、直接出力の形式で出力電圧Vf、Veを生成し、スタック出力の形式で出力電圧Vefが生成されるように、追加的に直列接続される。このように、図3に示されるコンバータは、以下に表される2次ユニット20dの配列のみにより、図2に示されるコンバータ30からそれ自身を区別する。

【0077】この応用が図3に示される実施の形態の例として表されている。12ボルトの設定電圧及び全電力の約3/4は、電力をLCDモニタに供給するために出力が必要とされる。3.3ボルト及び5ボルトで同じ電力を有する2つの更なる電圧は、信号処理の目的のために必要である。LCDモニタの電源ユニットは、図3に示される回路により実現することができる。

【0078】出力Vefは、設定電圧が電力をパネルに供給するために必要な12ボルトであるように構成され

る。出力電圧 V_{el} は、たとえば 3.3 ボルトであるように設計され、出力電圧 V_{dl} は、たとえば 5 ボルトであるように設計される。設定電力 $P_{ef} = 2/3 P_{tot}$ 及び $P_e = P_d = 1/6 P_{tot}$ の分布を想定して、第 1 のタイプの 2 次ユニット 20e に関連する半波の全体の負荷は、 $Phwb = 1/2 * P_{ef} + P_e = 1/2 P_{tot}$ であり、第 2 のタイプの 2 次ユニット 20d、20f に関連する半波の負荷は、 $Phwa = 1/2 * P_{ef} + P_d = 1/2 P_{tot}$ であり、すなわち様な負荷が存在する。

【0079】これは、必要条件から始めて、それぞれの半波のできるだけ様な負荷が存在するように、出力の分散をどのように選択することができるかに関する例である。具体的な応用では、なお更なる必要条件が、実際における対称的な定格電力の負荷の基準について、出力構成及び直接制御出力の選択について更に現れることが追加的に述べられる。

【0080】この必要条件は、個々の巻線の巻き数をそれぞれの電圧に適用すること（段階的に制御可能ではない）、結果として生じる出力インダクタンス（非対称である可能性がある）に適用すること、又は設計される出力インダクタンスに適用すること、許容可能な出力電圧耐性と同様に素子耐性を扱うことに適用することを含んでいる。したがって、専門家は、出力構成がそれぞれの必要条件を満たすそれぞれ 1 つのケースにおいてチェックしなければならない。

【0081】以下では、調整装置 22 が説明される。この調整装置の第 1 の実施の形態の構成を表しているブロック図が図 7 に示されている。入力では、調整装置 22 は、2 つの電圧測定信号 V_{abmes} 及び V_{bmes} を取る。この測定信号 V_{abmes} は、スタック出力の出力電圧 V_{abl} の電圧測定信号であり、測定信号 V_{bmes} は、直接出力の出力電圧 V_{bl} についての測定信号である。測定信号は、設定値 V_{bref} 、 V_{abref} と比較され、調整の差 $Serr1$ 、 $Serr2$ が形成される。

【0082】直接出力の出力電圧の調整の差 $Serr1$ は、デューティサイクルのレギュレータ 42 に供給され、このレギュレータ 42 は、スタック出力での出力電圧の調整の差 $Serr2$ を周波数のレギュレータ 44 に供給する。デューティサイクルレギュレータ 42 は、デューティサイクルについて予め定義された値 $S\delta$ を生成する。この予め定義された値は、調整の差 $Serr1$ に基づいている。

【0083】レギュレータ 42 の構造は、図 9 に示されている。たとえば 50% といった基本となる予め定義される値 δ_0 から始めて、1 次元のレギュレータ $GR\delta$

（たとえば、1 次元の I 、 PI 又は PID レギュレータ）は、エラー $Serr1$ に依存するデューティサイクルについて、予め定義された値 $S\delta$ を訂正する。 $GR\delta$ の整数部分に応答して、一定の調整の差が訂正され、予め定義された値 δ_0 は、調整の精度に関して何ら影響を有さない。

【0084】エラー信号 $Serr1$ は、レギュレータ 42 内で構造定数 c により乗算される。 V_{bmes} が第 1 のタイプの 2 次ユニット 20b により生成された出力の測定信号である場合、 $c = +1$ である。 V_{bmes} が第 2 のタイプの 2 次ユニット 20a により供給される出力の測定信号である場合、定数 c は値 -1 である。このことは、大きなデューティサイクル又は小さなデューティサイクルに依存する反対のタイプの 2 次ユニットを介して、大きな電力又は小さな電力が生成される図 4 から図 6 を参照して、先に与えられた説明とともに説明することができる。

【0085】スタック出力の調整の差 $Serr2$ は、周波数のレギュレータ 44 に供給される。この構造は、図 8 に示されている。 I 、 PI 又は PID レギュレータの GRf は、基本となる予め定義された値 f_0 からの偏差を予め定義する。

【0086】予め定義された値 $S\delta$ は、変調器 M に供給され、この変調器から、パルス信号 S_{drv} が生成される。このパルス信号 S_{drv} は、図 1 において使用され、インバータ 12 を駆動するドライバ 24 が制御される。次いで、変調器 M は、かかるパルス信号を発生して、デューティサイクル向けの予め定義された値 $S\delta$ 及び周波数向けの Sf がインバータにより発生されるスイッチされた交流電圧におけるそれぞれの振幅を予め定義する。以下の例では、調整の動作の方法を説明する。

【0087】たとえば、図 1 において、スタック出力の出力電圧 V_{abl} がその設定値以下に降下する場合、差 $V_{abref} - V_{abmes}$ が正の値を有するように、この正の値は、 $Serr2$ として周波数レギュレータ 44 に供給される。これ（図 8）は、周波数について予め定義された値 Sf の低減をもたらす。

【0088】それぞれに駆動される変調器 M は、信号 S_{drv} を介して、インバータ 12 が低周波数のパルス幅変調電圧を発生することを提供する。周波数は、2 次電圧 V_a 、 V_b の両者が増加されるように共振回路 14 の共振に近くなる。出力電圧 V_{abl} は、電圧 V_a 、 V_b の総和に対応するので、この電圧に関連する調整の差が安定されるように、この電圧は相応して生じる。

【0089】しかし、周波数の低減により、負の調整差 $Serr1$ が生じるように、出力電圧 V_{bl} が生じる。これにより、（図 3 を参照して）出力電圧 V_{bl} が降下して、調整の差 $Serr1$ 、 $Serr2$ の両者が再びゼロであるように、デューティサイクルが増加する（この例では、構造定数 C は値 $+1$ を有する）。

【0090】調整の代替的な実施の形態（図示せず）では、スタック出力の電圧は測定されず、直接には調整されないが、たとえば、図 1 における 2 次電圧 V_a 、 V_b といった、2 次ユニットの 2 つの反対のタイプの 2 つの 2 次電圧が測定及び調整されるたびに、スタック出力の出力電圧 V_{abl} は、2 つの電圧の総和として「共に調整さ

れる」。2次電圧 V_a 、 V_b を個別に調整することは、図4から図6に示されるように周波数及びデューティサイクルをそれぞれ予め定義することにより可能である。

【0091】それぞれの調整装置では、調整の差は、2つの2次電圧 V_a 、 V_b について形成される。周波数向けの予め定義された値は、1次元レギュレータにより、これら調整の差の総和から決定される。デューティサイクル向けの予め定義された値は、更なる1次元のレギュレータにより、これら調整の差の間の差から決定される。

【0092】スイッチドモード電源ユニットは、（たとえば、必要に応じて、電源整流器及び平滑化キャパシタ）専門家に知られているスイッチドモード電源入力回路のうちの1つが、電源電圧からの非安定化中間回路の直流電圧を発生するという点で、図示された共振コンバータにより構築される。共振コンバータ10、30には、この中間回路の直流電圧 V_{dc} が供給される。

【0093】本発明は、共振コンバータ、該共振コンバータ向けの調整方法、該共振コンバータを有するスイッチドモード電源ユニットが提供されるという点で、この点に関して要約される。このコンバータは、キャパシタ及び変圧器を含む共振回路に供給される交流電圧を発生するためのインバータを備えている。この回路は、変圧器の2次巻線と少なくとも1つの整流素子をそれぞれが備えている2つのタイプの2次ユニットを含んでいる。

【0094】次いで、第1のタイプの2次ユニット及び第2のタイプの2次ユニットは、たとえば、反対の巻線の配置又は反対のワイヤリングの配列といった、反対の配列により区別される。出力側に関して、少なくとも2つの出力電圧が生成される。第1の出力電圧は、第1のタイプの2次ユニットにより直接出力として供給される。第2の出力電圧は、第1のタイプの2次ユニット及び第2のタイプの2次ユニットにより、好ましくはこれらの2次ユニットの直列接続として、スタック出力として供給される。

【0095】次いで、スタック出力は、大電力を伝送す

るために構成され、直接出力は、省電力を伝送するために構成される。2つの出力電圧は、調整装置により個別に調整することができ、この調整装置は、好ましくは、パルス幅変調電圧を伝送するために、インバータの駆動を予め定義する。たとえば、パルス幅変調電圧の周波数及びデューティサイクルを適切に選択することにより、電圧は、互いに個別に調整値に対して調整することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】共振コンバータの第1の実施の形態に関する回路図である。

【図2】共振コンバータの第2の実施の形態の一部に関する回路図である。

【図3】共振コンバータの第3の実施の形態の一部に関する回路図である。

【図4】理想化された仮定の下での、図1に示される回路の電流及び電圧の波形を表す図である。

【図5】低デューティサイクル及び高周波数での、図7の電流及び電圧の波形に対応する図である。

【図6】高いデューティサイクル及び更に増加された周波数での、図7及び図8の電流及び電圧の波形に対応する図である。

【図7】調整装置の実施の形態に関するブロック図である。

【図8】周波数レギュレータのブロック図である。

【図9】デューティサイクルレギュレータのブロック図である。

【符号の説明】

10：共振コンバータ

12：インバータ

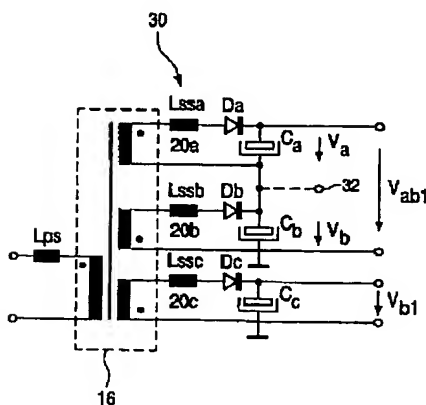
14：共振回路

16：変圧器

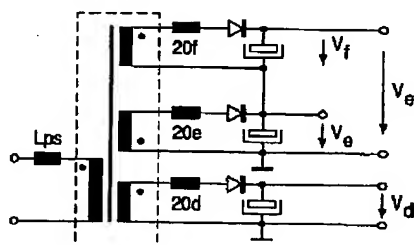
22：調整装置

24：ハーフブリッジドライバ24

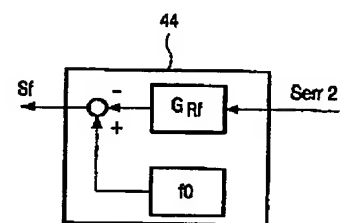
【図2】



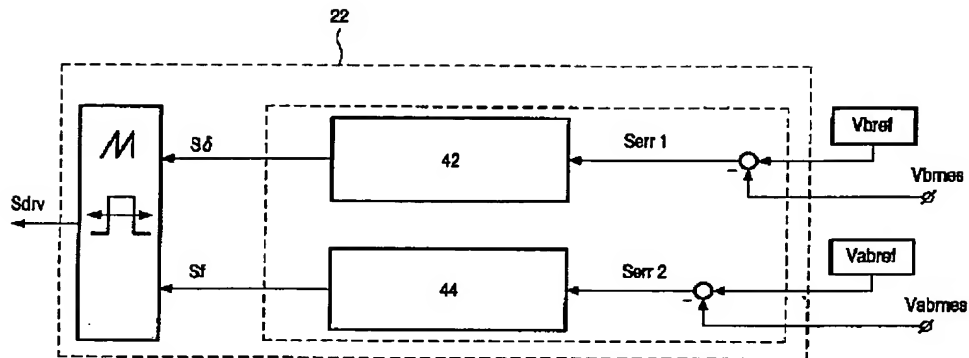
【図3】



【図8】



【図 7】



フロントページの続き

(72)発明者 ラインホルト エルフェリヒ
ドイツ連邦共和国, 52072 アーヘン, ア
ム・ローゼンヒューゲル 26

(72)発明者 トーマス デュルバオム
ドイツ連邦共和国, 52379 ランガーヴェ
ーエ, ヒルケンヴェーク 10

(72)発明者 ヒューベルト レーツ
オランダ国, 6373 アーイェー ラントフ
ラーフ, エクスデル 32

Fターム(参考) 5H730 AA14 AS01 BB61 BB72 BB76
DD16 EE02 EE61 EE63 FD01
FF01 FG05 FG09